

文章编号: 0258-7025(2005)07-0917-06

非均匀分布反馈半导体光放大器的 动态双稳特性

贾新鸿¹, 吴正茂^{1,2}, 夏光琼^{1,2*}

(¹ 西南师范大学物理学院, 重庆 400715; ² 重庆大学教育部光电技术与系统重点实验室, 重庆 400044)

摘要 分布反馈半导体光放大器(DFB-SOAs)具有较低的双稳上跳阈值,因而在光学信息处理方面有一定的应用前景。引入空间相移、啁啾等非均匀性后,其双稳特性可得到进一步改善。由于系统的传输速率受到脉冲下降沿形变及开启延时的限制,因此对其动态双稳特性的研究很有必要。从耦合模方程及载流子速率方程出发,数值分析了相移、啁啾分布反馈半导体光放大器的动态双稳特性。结果表明,相移使出射脉冲下降沿的形变及开启延迟随初始失谐量的减小呈现先恶化后缓和的趋势,引入啁啾可明显抑制脉冲下降沿的形变,但是增加了开启延迟所需的功率过载量。

关键词 非线性光学;分布反馈半导体光放大器;耦合模方程;动态双稳;相移;啁啾

中图分类号 TN 248.4 **文献标识码** A

Analysis on the Bistable Dynamic Characteristics of Nonuniform Distributed Feedback Semiconductor Optical Amplifiers

JIA Xin-hong¹, WU Zheng-mao^{1,2}, XIA Guang-qiong^{1,2}

¹ School of Physics, Southwest Normal University, Chongqing 400715, China
² The Key Laboratory for Optoelectronic Technology & System,
Ministry of Education, Chongqing University, Chongqing 400044, China

Abstract Distribution feedback semiconductor optical amplifiers (DFB-SOAs) have potential applications in optical signal processing because of lower switching-on threshold of bistability. By introducing spatial phase-shift and chirp, its bistable performance can be improved. If the amplifier operates at pulse state, signal transmission rate would be affected by the falling-edge distortion of output pulse and turn-on delay, so it is necessary to study its dynamic properties. In this paper, based on the coupled mode equation and carrier rate equation, the bistable dynamic characteristics of phased-shifted and chirped distributed-feedback semiconductor optical amplifiers have been investigated numerically. The results show that, the phase-shifted DFB-SOAs make the shape distortion of falling edge and turn-on delay of output pulse worsened firstly and then weakened with the decreased initial detuning, which can be suppressed by introducing chirp but being accompanied by the enhanced input peak overdrive.

Key words nonlinear optics; distribution-feedback semiconductor optical amplifiers; coupled mode equation; dynamic bistability; phase-shift; chirp

1 引 言

分布反馈激光二极管(DFB-LDs)已成为光纤通信的首选光源。如果使其工作在阈值电流以下,就构成了分布反馈半导体光放大器(DFB-SOAs)。

由于内置光栅的存在,放大器可对不同频率的光进行选择放大,即兼具放大和滤波的作用^[1~5]。另外,与法布里-珀罗(F-P)谐振腔光放大器类似^[6],若入射功率接近有源层的饱和功率,则有源层内光功率、有效折射率、入射频率与放大器谐振频率间的失

收稿日期:2004-09-27;收到修改稿日期:2004-12-10

基金项目:教育部科学技术重点项目(03140)和重庆市应用基础研究项目资助课题。

作者简介:贾新鸿(1977—),男,甘肃人,西南师范大学物理学院硕士研究生,主要从事激光与光纤通信方面的研究。

* 通信联系人。E-mail:gqxia@swnu.edu.cn

谱量形成一正反馈环,导致色散型光学双稳的发生^[7]。与无源双稳器件^[8~10]相比,它具有较小的上跳阈值(通常低于毫瓦量级),因而在光开关、光存储、光学逻辑运算、解复用、信号整形与再生等领域^[11]更具潜力。通过引入空间相移、啁啾等非均匀性,可改善其开关阈值、开关速度、对比度等双稳特性^[12~14]。

然而,以往的研究多数建立在准连续波(CW)假设的基础上。若放大器工作在脉冲状态,关闭时间受较长载流子寿命(典型值为 0.2~1 ns)及脉冲下降沿形变的强烈限制,加之双稳系统的开启延时效应,严重影响信号的传输速率,因此有必要研究其动态双稳特性。D. N. Maywar 等已从理论及实验两个方面分析了均匀分布反馈半导体光放大器的动态行为^[15]。本文则数值分析了相移及啁啾对分布反馈半导体光放大器动态双稳特性的影响。

2 理论模型

分布反馈半导体光放大器有源层内部光场 E 可表示为前向波与背向波之和

$$E = A_f \exp[i(\beta_0 z - \omega t)] + A_b \exp[-i(\beta_0 z + \omega t)], \quad (1)$$

式中 ω 为入射光场中心角频率, t 为时间, $\beta_0 = \pi/\Delta$ 为布拉格波数, Δ 为光栅周期, A_f 及 A_b 分别表示有源层前向波与背向波的慢变振幅。

前向波及背向波随时间的演化服从下列耦合模方程^[15]

$$\frac{\partial A_f}{\partial z} + \frac{1}{v_g} \frac{\partial A_f}{\partial t} = i[\Delta\beta A_f + \kappa A_b], \quad (2a)$$

$$\frac{\partial A_b}{\partial z} - \frac{1}{v_g} \frac{\partial A_b}{\partial t} = -i[\Delta\beta A_b + \kappa A_f], \quad (2b)$$

式中 v_g 为光在介质中传播的群速度, κ 为耦合系数^[16], $\Delta\beta$ 为复失谐量, 定义为

$$\Delta\beta = \delta - i \frac{g}{2} (1 - i\alpha) + i \frac{\alpha_{\text{int}}}{2}, \quad (3a)$$

$$\text{其中} \quad \delta = n_0 \frac{\omega}{c} - \beta_0, \quad (3b)$$

式中 δ 表示初始失谐量, c 为真空中的光速, n_0 表示无抽运时的有效模式折射率, α 为线宽增强因子(典型值为 2~12), g 及 α_{int} 分别表示功率增益及损耗系数。方程(2a), (2b)忽略了放大的自发辐射(ASE)对分布反馈半导体光放大器双稳特性的影响,这在输入功率较大的条件下是合理的。

慢变振幅在边界处满足下列边界条件

$$z = 0: A_f(0, t) = A_i(0, t), A_r(0, t) = A_b(0, t), \quad (4a)$$

$$z = L: A_b(L, t) = 0, \quad A_t(L, t) = A_f(L, t), \quad (4b)$$

式中 A_i, A_r 及 A_t 分别为入射波、反射波及透射波的慢变振幅。

增益系数 g 与载流子密度 N 的关系为

$$g = \Gamma a (N - N_0), \quad (5)$$

式中 Γ 为限制因子, a 为微分增益系数, N_0 为透明载流子密度。在此假定入射光频率与增益峰值频率一致,且忽略了增益峰值频率随载流子密度的漂移。

载流子密度的变化可由下列速率方程来描述^[16]

$$-D \nabla^2 N + \frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I}{eV} - \frac{N}{\tau_c} - \frac{gP}{A_{\text{cross}} h\nu}, \quad (6)$$

式中 D 为扩散系数, I 为注入电流, e 为电子电荷, V 为有源区体积, A_{cross} 为有源层横截面积, $h\nu$ 为光子能量, τ_c 为载流子寿命, $P = |A_f|^2 + |A_b|^2$ 为有源层的总功率。考虑到载流子密度的扩散长度(约为 2 μm)通常大于有源层的厚度(约为 0.15 μm)及宽度(约为 2 μm),因此其影响可以忽略。

结合(5)式及(6)式, g 的表达式可简化为

$$\frac{\partial g}{\partial t} = \frac{g_0 - g}{\tau_c} - \frac{gP}{\tau_c P_{\text{sat}}}, \quad (7)$$

式中 g_0 为小信号增益系数, P_{sat} 为饱和功率, 分别定义为

$$g_0 = \Gamma a N_0 \left(\frac{I}{I_0} - 1 \right), \quad P_{\text{sat}} = \frac{A_{\text{cross}} h\nu}{\Gamma a \tau_c}, \quad (8)$$

式中 $I_0 = eVN_0/\tau_c$ 为载流子密度达到透明所需的电流。

输入脉冲的宽度通常远大于光在分布反馈半导体光放大器中的渡越时间,因此可利用绝热近似处理(即令式(2a)和(2b)中对时间的偏导为 0)。这样,前向波及背向波的近似解可用传输矩阵法(TMM)数值求解:将非均匀分布反馈半导体光放大器从输出端开始分成 M 子段,假定每一子段是均匀的,用 $A_{fj}(A_{bj})$ 及 $A_{fj+1}(A_{bj+1})$ 表示某一时刻第 j 段($j = 1, 2, \dots, M$)前后的光场振幅,则

$$\begin{bmatrix} A_{fj+1} \\ A_{bj+1} \end{bmatrix} = \mathbf{F}_j \begin{bmatrix} A_{fj} \\ A_{bj} \end{bmatrix}, \quad (9a)$$

其中 $\mathbf{F}_j =$

$$\begin{bmatrix} \cosh(q_j l) - i \frac{\Delta\beta_j}{q_j} \sinh(q_j l) & -i \frac{k_j}{q_j} \sinh(q_j l) \\ i \frac{k_j}{q_j} \sinh(q_j l) & \cosh(q_j l) + i \frac{\Delta\beta_j}{q_j} \sinh(q_j l) \end{bmatrix}, \quad (9b)$$

式中 $q_j = (k_j^2 - \Delta\beta_j^2)^{1/2}$, l 为空间步长。从初始条件 $A_f(z, -\infty) = 0, A_b(z, -\infty) = 0$ 出发, 利用(9)式及(4)式得到关于 A_{fj}, A_{bj} 的线性方程组, 求出某时刻光场的空间分布及每段的平均光功率, 再借助四阶龙格-库塔法求解式(7), 可得到相邻时刻增益系数的空间分布。重复以上步骤, 就可得出输出脉冲的时域波形。需要指出的是, 适当增大分段数目 M , 可以提高计算精度。计算表明, M 的取值接近或超过 200 时, 输出脉冲的时域波形基本保持不变。另外, 第 j 段前向波及后向波的平均光功率 $\bar{P}_{fj}, \bar{P}_{bj}$ 由下式定义

$$\bar{P}_{fj} = \frac{1}{l} \int_0^l |A_{fj}(x)|^2 dx, \quad (10a)$$

$$\bar{P}_{bj} = \frac{1}{l} \int_0^l |A_{bj}(x)|^2 dx, \quad (10b)$$

式中 $A_{fj}(x), A_{bj}(x)$ 分别表示第 j 段内任一点前向波及背向波的慢变振幅, 其大小可由式(9)得出。总平均功率为前向波与背向波平均功率之和。

本文将分析比较相移及啁啾对分布反馈半导体光放大器动态双稳特性的影响。前者在相移子段的传输矩阵应乘以 F_p ^[17]

$$F_p = \begin{bmatrix} \exp(-i\phi_{sh}) & 0 \\ 0 & \exp(i\phi_{sh}) \end{bmatrix}, \quad (11)$$

式中 ϕ_{sh} 表示相移大小。后者使布拉格波数沿轴向以下列形式变化^[12]

$$\beta_0 = \beta'_0 + \frac{C}{L^2} \left(z - \frac{L}{2} \right), \quad (12)$$

式中 β'_0 为空间平均布拉格波数, C 为啁啾系数, L 为放大器总长度。

另外, 入射光功率 P_i 的分布取^[15]

$$P_i = P_0 + \Delta P_H f(t - t_1) - \Delta P_L f(t - t_2), \quad (13a)$$

式中 P_0 为偏置光功率, t_1 及 t_2 为参考时刻, ΔP_H 及 ΔP_L 分别为正、负脉冲峰值功率相对于 P_0 的偏离量, f 表示脉冲形状

$$f(t) = \exp[-(t/T)^{2m}], \quad (13b)$$

式中 T 为表征脉宽, m 为描述脉冲边缘陡度的参数。

为获得双稳开关效应, 在连续波近似条件下, $P_0, \Delta P_H$ 及 ΔP_L 应满足

$$\begin{aligned} P_L &\leq P_0 \leq P_H, \\ P_0 + \Delta P_H &\geq P_H, \\ P_0 - \Delta P_L &\leq P_L, \end{aligned} \quad (14)$$

式中 P_H 及 P_L 分别表示上跳及下跳阈值。

3 结果与讨论

为便于叙述, 在以下讨论中将光功率 P , 初始失谐量 δ , 电流 I , 增益系数 g 分别归一化为 $P/P_{sat}, \delta L, I/I_{th}, g/g_0$, 其中 I_{th} 表示阈值电流。计算时所选参数如下: 入射波长 $\lambda_0 = 1.55 \mu\text{m}$ (初始失谐量 δ 的大小可通过调节布拉格波长来改变), $n_0 = 4, V = 1.5 \times 10^{-16} \text{ m}^3, d = 0.15 \mu\text{m}, A_{cross} = 1.5 \times 10^{-13} \text{ m}^2, \Gamma = 0.3, k = 30 \text{ cm}^{-1}, a = 2.5 \times 10^{-20} \text{ m}^2, N_0 = 1.1 \times 10^{24} \text{ m}^{-3}, \tau_c = 0.3 \text{ ns}, \alpha = 5, \alpha_{int} = 20 \text{ cm}^{-1}, P_{sat} = 8.14 \text{ mW}, I_0 = 88 \text{ mA}, T = 0.5 \text{ ns}, t_1 = 1 \text{ ns}, t_2 = 5 \text{ ns}, m = 3, P_0 = (P_L + P_H)/2$ 。下面重点讨论相移及啁啾对分布反馈半导体光放大器关闭及开启延迟响应的影响。

3.1 关闭响应

图 1 给出了 $\lambda/4$ 相移分布反馈半导体光放大器的输入、输出波形及平均增益系数随时间的变化曲线。其中 $\phi_{sh} = \pi/2, C = 0, I_{th} = 116.3 \text{ mA}$ (计算方法参见文献[17]), $\delta'L = 6.45$ 为开启双稳的初始失谐量, $\Delta = \delta'L - \delta L = 1.0$ (表征初始失谐量相对于开启值的偏离程度), $P_L/P_{sat} = 0.018, P_H/P_{sat} = 0.047, (P_0 + \Delta P_H)/P_H = 3, P_0 - \Delta P_L = 0$, 所选取的电流使小信号峰值增益为 30 dB。由图 1 可知, 输入功率较低时, 由于入射频率与放大器谐振频率间有较大的失谐量, 输出功率处于双稳环的下支, 透过率很低。正脉冲到来时, 入射功率的增加通过受激复合引起增益饱和及有源层折射率的增大, 进而使共振频率向入射频率靠近。反过来, 失谐量的减小又会引起有源层光功率的变化。结果, 当入射功率超过某一阈值时, 出射脉冲将发生强烈的谐振放大, 即上跳行为, 表现在上升沿出现尖峰。接下来, 即使正脉冲消失, 只要保证入射光有一定的偏置输

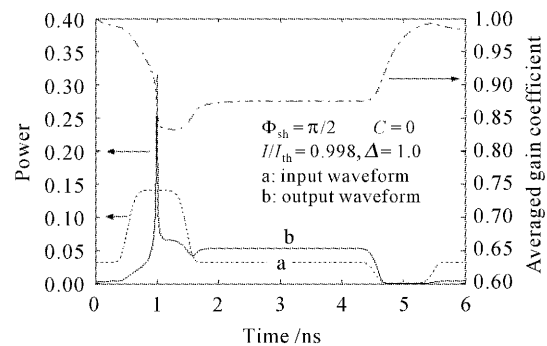


图 1 $\lambda/4$ 相移分布反馈半导体光放大器的输入、输出波形及平均增益系数随时间的变化曲线

Fig. 1 Input, output waveforms and variation of averaged gain coefficient with time for $\lambda/4$ phase-shifted DFB-SOA

入,输出脉冲也会在经历一弛豫振荡后稳定在双稳环的上支,维持较高的透过率。反之,负脉冲到来时,入射功率的减小使受激复合减弱,载流子及增益逐渐恢复,与前面类似的反馈过程使出射脉冲出现下跳行为。同样,即使取消负脉冲,输出脉冲也会稳定在双稳环的下支,维持较低的透过率。计算表明,在前面所给参量的条件下,系统的关闭时间(定义为输出功率从下降沿峰值的 90%到 10%所需的时间)为 220 ps。实际上,关闭时间在一定程度上受到载流子寿命的限制,这可通过(6)式说明:关闭时输入功率的减小使非受激复合项(右侧第二项,与晶格缺陷、自发辐射、俄歇复合及载流子泄漏等因素有关)起主要作用。

图 2(a)给出了初始失谐量取不同值时 $\lambda/4$ 相移分布反馈半导体光放大器的出射脉冲下降沿形状。计算所用的 P_L 及 P_H 参见图 2(b),其他数据与图 1 相同。由图 2(a)可知,脉冲下降沿的形变随 Δ 值的提高呈现先恶化后缓和的趋势。这可解释为:与普通分布反馈半导体光放大器相比,相移分布反馈半导体光放大器内部光能量的分布呈现不均匀性,即大部分能量集中在相移处附近^[17]。受其影响,此处的载流子消耗最多,增益饱和效应最强。增益在空

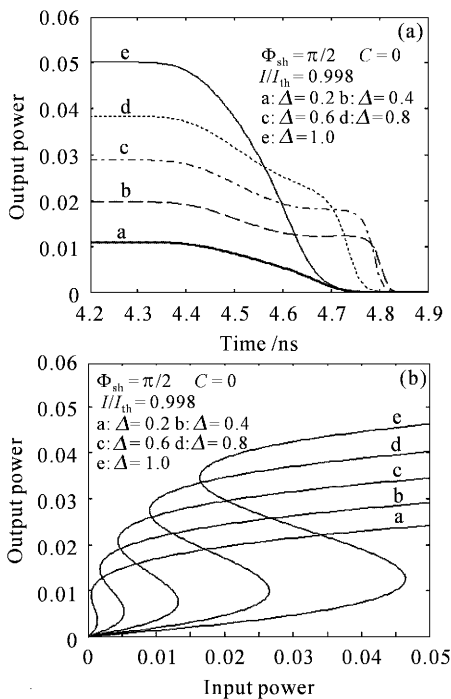


图 2 初始失谐量取不同值时 $\lambda/4$ 相移分布反馈半导体光放大器的出射脉冲下降沿形状(a)和稳态输入-输出曲线(b)
Fig.2 Output falling-edge shapes (a) and static input-output characteristics (b) of $\lambda/4$ phase-shifted DFB-SOA for various initial detuning

域的强烈波动必然导致时域的不稳定性,若这种不稳定性发生在出射脉冲下跳之前,其不同时刻将获得不同的增益,从而引起一定的形变。显然, Δ 值的增加提高了维持双稳环处于上支的偏置功率(见图 2(b)),从而增强了增益的波动,脉冲形变加剧;但是, Δ 值的进一步增加及导致维持双稳环处于上支的偏置功率过大,将形成较强的反馈效应,使载流子恢复得很快,出射脉冲在较短时间内出现下跳,从而避免了增益波动引起的下降沿形变。

图 3(a)给出了初始失谐量取不同值时,同时具有啁啾和 $\lambda/4$ 相移的分布反馈半导体光放大器的出射脉冲下降沿形状。计算所用的 P_L 及 P_H 参见图 3(b),其他数据为: $\phi_{sh} = \pi/2$, $C = 20$, $I_{th} = 137.5$ mA, $\delta'L = 10.8$, $P_0 - \Delta P_L = 0$, 所选取的电流使小信号峰值增益为 30 dB。从图 2(a)与图 3(a)的比较可知,啁啾的引入使出射脉冲下降沿的形变得明显抑制,关闭时间几乎与初始失谐量及偏置功率无关,与载流子寿命相当。这是因为啁啾使光栅的周期及布拉格谐振频率沿轴向线性变化,同一入射频率的光在放大器中只经历有限次谐振放大,这使放大器中的能量分布比较均匀^[12],因此增益波动及出

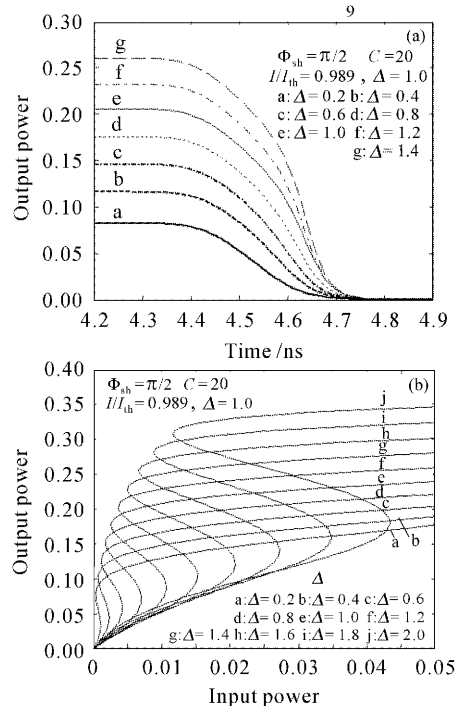


图 3 初始失谐量取不同值时,具有啁啾和 $\lambda/4$ 相移的分布反馈半导体光放大器的出射脉冲下降沿形状(a)和稳态输入-输出曲线(b)
Fig.3 Output falling-edge shapes (a) and static input-output characteristics (b) of chirped, $\lambda/4$ phase-shifted DFB-SOA for various initial detuning

射脉冲的形状畸变也较小。

3.2 开启延迟响应

图 4 给出了输入正脉冲峰值过载(定义为 $(P_0 + \Delta P_H)/P_H$) 取不同值时, $\lambda/4$ 相移分布反馈半导体光放大器的开启延迟响应。计算所用的数据与图 2(a) 相同。结合计算可知, 当峰值过载量取 2.5 时, 输出脉冲上升沿峰值达到 90% 的时间相对于输入脉冲(图中用直线标示)延迟了约 525 ps, 远大于载流子寿命。进一步减小峰值过载, 延迟时间会迅速增大至纳秒量级(图 4 中未画出)。这说明分布反馈半导体光放大器存在着临界慢化效应, 即双稳系统在临界跃迁点附近, 最大特征值的实部为 0, 理论上对应于无限长的响应时间^[18]。临界慢化效应是双稳系统的固有属性, 由此引起的开启延迟必然导致相邻脉冲的滞后输入, 从而严重影响信息的传输速率。由图 4 可知, 增大峰值过载可使受激复合及其反馈速率增强, 输出脉冲上升沿弛豫振荡的幅度及频率也随之增强, 开启延迟可减小至几十皮秒, 有效削弱了临界慢化的不利影响。

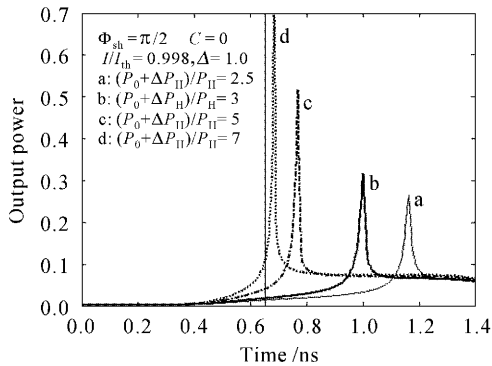


图 4 输入正脉冲峰值过载取不同值时, $\lambda/4$ 相移分布反馈半导体光放大器的开启延迟响应

Fig. 4 Turn-on delay response of $\lambda/4$ phase-shifted DFB-SOA for various peak overdrive of input positive pulse

然而, 以增大峰值过载量为代价来换取开启速度的提高, 是实际中不希望出现的, 因此有必要研究分布反馈半导体光放大器的初始失谐量及结构参量对开启延迟特性的影响。图 5 给出了初始失谐量取不同值时, $\lambda/4$ 相移分布反馈半导体光放大器的开启延迟时间随输入正脉冲峰值过载的变化曲线。计算所用的数据与图 2(a) 相同。由图 5 可知, 开启延时量一定时, 所需峰值过载随 Δ 增加呈现出先增大后减小的趋势。这一现象的解释与图 2(a) 分析初始失谐量对 $\lambda/4$ 相移分布反馈半导体光放大器输出脉冲下降沿影响的原因类似。

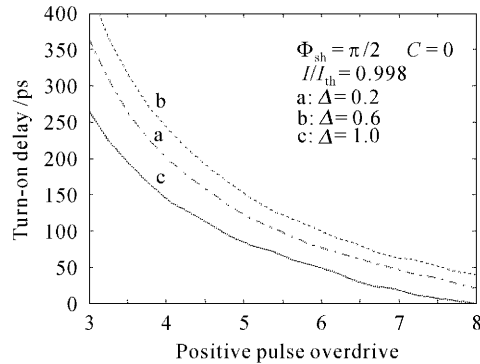


图 5 初始失谐量取不同值时, $\lambda/4$ 相移分布反馈半导体光放大器的开启延迟时间随输入正脉冲峰值过载的变化曲线

Fig. 5 Dependence of turn-on delay time of $\lambda/4$ phase-shifted DFB-SOA on peak overdrive of input positive pulse for various initial detuning

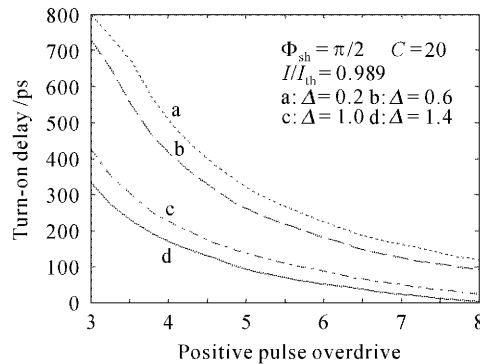


图 6 初始失谐量取不同值时, 啁啾及 $\lambda/4$ 相移分布反馈半导体光放大器的开启延迟时间随输入正脉冲峰值过载的变化曲线

Fig. 6 Dependence of turn-on delay time of chirped, $\lambda/4$ phase-shifted DFB-SOA on peak overdrive of input positive pulse for various initial detuning

图 6 给出了初始失谐量取不同值时, 同时具有啁啾及 $\lambda/4$ 相移的分布反馈半导体光放大器的开启延迟时间随输入正脉冲峰值过载的变化曲线。计算所用的数据与图 3(a) 相同。由图 6 可知, 开启延时量一定时, 所需峰值过载随 Δ 增加呈单调减小的趋势。这是由于较大的 Δ 值在线性情况下(即输入功率很小时)透过率较小, 因而激发双稳所需的上跳阈值较大; 一旦跃迁到双稳环上支, 较强的反馈使所需的峰值过载量也较小。另外, 比较图 5 及图 6 可知, 啁啾的引入使得开启延迟的数量级明显增加, 且峰值过载量越低, 增加越快。这是因为由啁啾所致的内部能量的均匀分布削弱了弛豫振荡频率的缘故。

最后需要说明的是, 系统能够获得的最大传输

速率除了与最小开启延迟时间及关闭时间有关外,还与所需的输入脉冲最小宽度有关。由图 1 可知,正脉冲至少应跨过出射脉冲开启时的第一个弛豫振荡峰,而负脉冲的宽度至少应保证增益在相邻脉冲到来之前得到充分的恢复。从这个角度来说,设法提高弛豫振荡的频率及减小载流子寿命(如杂质注入及采用多量子阱材料等)也是提高系统传输速率的有效途径。

4 结 论

利用耦合模方程及载流子速率方程,详细分析了相移、啁啾对分布反馈半导体光放大器动态双稳特性的影响。结果表明,相移使出射脉冲下降沿的形变及开启延迟随初始失谐量的减小呈现先恶化后缓和的趋势,引入啁啾可明显抑制脉冲下降沿的形变,但是增加了开启延迟的功率过栽量。尽管本文只针对 $\lambda/4$ 单相移分布反馈半导体光放大器的动态双稳特性进行研究,但进一步的研究表明,对于具有任意大小或沿轴向非对称分布的多相移分布反馈半导体光放大器,其动态双稳特性都表现出与此大体相同的规律。

参 考 文 献

- 1 Hitoshi Kawaguchi, Katsuaki Magari, Kunishige Oe *et al.*. Optical frequency-selective amplification in a distributed feedback type semiconductor laser amplifier [J]. *Appl. Phys. Lett.*, 1987, **50**(2):66~67
- 2 H. Inoue, S. Tsuji. Optical amplification by monolithically integrated distributed-feedback lasers [J]. *Appl. Phys. Lett.*, 1987, **51**(20):1577~1579
- 3 N. Tessler, R. Nagar, G. Eisenstein *et al.*. Characteristics of distributed Bragg reflector active optical filters [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1991, **3**(4):336~338
- 4 Nir Tessler, Ron Nagar, Gadi Eisenstein *et al.*. Distributed Bragg reflector active optical filters [J]. *IEEE J. Quantum Electron.*, 1991, **27**(8):2016~2024
- 5 Z. Wang, T. Durhuus, B. Mikkelsen *et al.*. Distributed feedback laser amplifiers combining the functions of amplifiers and channel filters [J]. *Appl. Phys. Lett.*, 1994, **64**(16):2065~2067
- 6 P. Pakdeevanich, M. J. Adams. Measurements and modeling of reflective bistability in 1.55- μm laser diode amplifiers [J]. *IEEE J. Quantum Electron.*, 1999, **35**(12):1894~1903
- 7 G. H. M. van Tartwijk, H. de Waardt, B. H. Verbeek *et al.*. Resonant optical amplification in a laser diode: theory and experiment [J]. *IEEE J. Quantum Electron.*, 1994, **30**(8):1763~1768
- 8 Wang Naxin, Sun Degui, Wen Zhaoheng. Studing for N-type properties of reflected bistable optical devices of nonlinear interference filters [J]. *Acta Optica Sinica*, 1996, **16**(3):308~310
王纳新,孙德贵,翁兆恒.非线性干涉滤光片 N 形反射光双稳器件的研究[J]. *光学学报*, 1996, **16**(3):308~310
- 9 Zheng Zhireng, Li Jianbin, Zhang Ying *et al.*. Dynamic memory function by chaos in an electro-optical bistable system [J]. *Acta Optica Sinica*, 1998, **18**(6):663~668
郑植仁,李建斌,张英等.电光双稳系统中混沌控制的动态存储[J]. *光学学报*, 1998, **18**(6):663~668
- 10 Huang Liqun, Jian Wei, Wang Zhi *et al.*. Study on small-signal amplification by an acoustooptic bistable system operating in the Bragg region [J]. *Acta Optica Sinica*, 1999, **19**(5):651~654
黄力群,简伟,王智等.布拉格型声光双稳系统对弱信号的放大作用研究[J]. *光学学报*, 1999, **19**(5):651~654
- 11 Masahiko Jinno, Takao Matsumoto. Nonlinear operations of 1.55- μm wavelength multielectrode distributed-feedback laser diodes and their applications for optical signal processing [J]. *J. Lightwave Technol.*, 1992, **10**(4):448~457
- 12 Drew N. Maywar, Govind P. Agrawal. Transfer-matrix analysis of optical bistability in DFB semiconductor laser amplifiers with nonuniform gratings [J]. *IEEE J. Quantum Electron.*, 1997, **33**(11):2029~2037
- 13 Drew N. Maywar, Govind P. Agrawal. Effect of chirped gratings on reflective optical bistability in DFB semiconductor laser amplifiers [J]. *IEEE J. Quantum Electron.*, 1998, **34**(12):2364~2370
- 14 Drew N. Maywar, Govind P. Agrawal. Low-power all-optical switching in active semiconductor chirped periodic structures [J]. *Opt. Exp.*, 1998, **3**(11):440~446
- 15 Drew N. Maywar, Govind P. Agrawal, Yashiaki Nakano. All-optical hysteresis control by means of cross-phase modulation in semiconductor optical amplifiers [J]. *J. Opt. Soc. Am. B*, 2001, **18**(7):1003~1013
- 16 Govind P. Agrawal, N. K. Dutta. *Semiconductor Lasers* [M]. New York: Van Nostrand Reinhold, 1993
- 17 Govind P. Agrawal, Andrew H. Bobeck. Modeling of distributed feedback semiconductor lasers with axially-varying parameters [J]. *IEEE J. Quantum Electron.*, 1988, **24**(12):2407~2413
- 18 Christoph Harder, Kam Y. Lau, Amnon Yariv. Bistability and pulsations in semiconductor lasers with inhomogeneous current injection [J]. *IEEE J. Quantum Electron.*, 1982, **QE-18**(9):1351~1360